

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-013342
 (43)Date of publication of application : 14.01.2000

(51)Int.CI. H04J 1/00

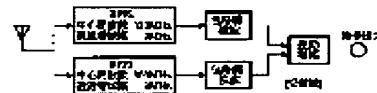
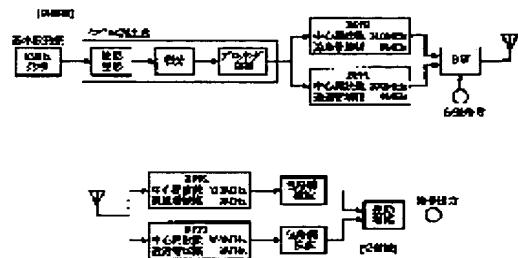
(21)Application number : 10-171927 (71)Applicant : OMRON CORP
 (22)Date of filing : 18.06.1998 (72)Inventor : NISHIDAI TETSUO
 TOGUCHI YOICHI
 ODA MIKIO

(54) RADIO TRANSMITTER, RADIO RECEIVER AND RADIO COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To prevent easy suffering of the disturbance to communication without complicating the constitution and to increase the range of communication by converting the modulated signals or secondary modulating signals via an impulse string signal in terms of frequency to scatter the converted signals as plural frequency signals for radio communication, integrating the frequency signals via an envelope detection circuit in terms of time at the receiving side to perform synthesizing of signals and relatively improving the S/N ratio.

SOLUTION: A switch circuit SW switches the output of a BPF 1 or BPF 2 in response to a transmission code to perform radio communication. Meanwhile, the BPF 1 and BPF 2 of the receiver side have the characteristics of the central frequency and the pass-band width which are equal to those of the BPF 1 and BPF 2 of the transmitter side. Two envelope detection circuits perform the envelope detection of outputs of the BPF 1 and BPF 2 respectively. Each of both envelope circuits has a circuit which rectifies the input signals, a filter circuit which filters the rectified signals with a prescribed time constant via a capacitor, etc., and a circuit which discharges the charged electric charge of the capacitor.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

BEST AVAILABLE COPY

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-13342

(P2000-13342A)

(43)公開日 平成12年1月14日 (2000.1.14)

(51)Int.Cl.⁷

H 0 4 J 1/00

識別記号

F I

H 0 4 J 1/00

マーコト(参考)

5 K 0 2 2

審査請求 未請求 請求項の数19 O.L (全 21 頁)

(21)出願番号 特願平10-171927

(22)出願日 平成10年6月18日(1998.6.18)

(71)出願人 000002945

オムロン株式会社

京都府京都市右京区花園土堂町10番地

(72)発明者 西臺 哲夫

京都府京都市右京区花園土堂町10番地 オムロン株式会社内

(72)発明者 戸口 洋一

京都府京都市右京区花園土堂町10番地 オムロン株式会社内

(74)代理人 100084548

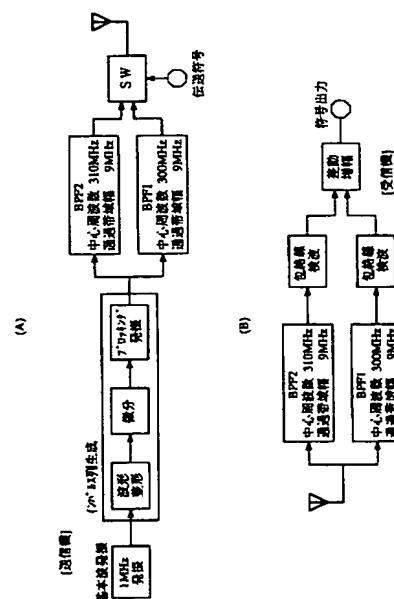
弁理士 小森 久夫

(54)【発明の名称】 無線送信装置、無線受信装置および無線通信システム

(57)【要約】

【課題】 微弱電波無線装置の占有帯域の自由度を生かし、構成を複雑化することなく通信妨害を受けにくくし、また通信距離を長距離化できるようにした無線通信システムおよびそれに用いる装置を提供する。

【解決手段】 インパルス列生成回路は所定周期で繰り返しインパルス列信号を生成し、スイッチ回路SWは伝送符号に応じて異なった帯域の線スペクトラムを無線送信する。受信機側では各帯域毎に包絡線検波を行い、そのレベル差に応じて復号する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 所定周期で繰り返すインパルス列信号を生成する手段と、伝送符号に応じて前記インパルス列信号の送信周波数帯域を制御する帯域制御手段とを備えた無線送信装置と、

該無線送信装置から送信される所定周波数帯域の複数の周波数信号を抽出する帯域選択手段と、前記所定周波数帯域毎の複数の周波数信号を包絡線検波する手段と、各周波数帯域の包絡線検波信号のレベル差により前記伝送符号の再生を行う符号再生手段とを備えた無線受信装置と、

から成る無線通信システム。

【請求項2】 前記帯域制御手段は、前記インパルス列信号の所定帯域の信号を周波数変換するものであり、前記帯域選択手段は、受信信号を帯域制限するとともに、選択すべき周波数帯域に応じて低域側に周波数変換するものである請求項1に記載の無線通信システム。

【請求項3】 前記帯域制御手段は複数の周波数チャンネルのうち所定の周波数チャンネル内で、前記送信周波数帯域を制御し、前記帯域選択手段は前記複数の周波数チャンネルのうち所定の周波数チャンネル内の前記複数の周波数信号を抽出するものである請求項1または2に記載の無線通信システム。

【請求項4】 前記帯域制御手段は、伝送符号に応じて前記インパルス列信号の送信周波数帯域を遷移させ、前記符号再生手段は、前記包絡線検波信号のレベル差により前記送信周波数帯域の遷移を検出して前記伝送符号を再生するものである請求項1または2に記載の無線通信システム。

【請求項5】 前記複数の周波数チャンネルのうち所定の周波数チャンネルを制御用に用い、当該制御用の周波数チャンネルを用いて他の周波数チャンネルを通信用に割り当てるマルチチャンネルアクセス制御を行う手段を設けた請求項3に記載の無線通信システム。

【請求項6】 伝送符号に応じて周波数の異なる基本波周波数信号を発生する手段と、前記基本波周波数信号を基に該信号の周波数に応じた繰り返し周期のインパルス列信号を発生して無線送信する手段とを備えた無線送信装置と、

前記無線送信された信号を包絡線検波してパルス信号を復調する手段と、該パルス信号の時間間隔から前記伝送符号の再生を行う手段とを備えた無線受信装置と、

から成る無線通信システム。

【請求項7】 前記伝送符号を3値以上にした請求項5に記載の無線通信システム。

【請求項8】 所定周期で繰り返すインパルス列信号を伝送符号に応じて断続して無線送信する手段とを備えた無線送信装置と、

前記無線送信された信号の所定周波数帯域内を狭帯域で巡回掃引受信するとともに包絡線検波する手段と、包絡

線検波による検波信号レベルの時間的変化から伝送符号を検出する手段とを備えた無線受信装置と、

から成る無線通信システム。

【請求項9】 伝送符号を変調して副変調波信号を生成する手段と、前記副変調波信号を所定周期で繰り返すインパルス列信号により周波数変換する手段と、周波数変換された信号に前記インパルス列信号を重畠して無線する手段とを備えた無線送信装置と、

前記無線送信された信号のうち前記インパルス列信号に

10 よる複数の周波数信号の1つに同調して前記インパルス列信号に同期したインパルス列信号を生成する手段と、生成されたインパルス列信号により前記無線送信された信号を周波数変換する手段と、該手段により周波数変換された信号を復調する手段とを備えた無線受信装置と、

から成る無線通信システム。

【請求項10】 伝送符号を変調して副変調波信号を生成する手段と、前記副変調波信号を所定周期で繰り返すインパルス列信号により周波数変換して無線送信する手段とを備えた無線送信装置と、

20 前記無線送信された信号を所定周期で繰り返すインパルス列信号により周波数変換する手段と、該手段により周波数変換された信号を包絡線検波する手段と、該手段により検波された信号に含まれるビート成分の周期に応じて前記ビートを打ち消す方向に前記インパルス列信号の周期を制御する手段と、前記周波数変換された信号を復調して伝送符号を再生する手段とを備えた無線受信装置と、

から成る無線通信システム。

【請求項11】 伝送符号を変調して副変調波信号を生成する手段と、前記副変調波信号を局部発振信号の周波数を中心にして上側波帯と下側波帯に分散させて無線送信する周波数変換手段とを備えた無線送信装置と、前記無線送信された信号の前記上側波帯と下側波帯のそれぞれの搬送波成分に同調して発振する同調発振手段と、該手段による2つの発振信号の和の周波数信号を1/2分周して局部発振信号を生成する手段と、当該局部発振信号で前記無線送信された信号を周波数変換する手段とを備えた無線受信装置と、

から成る無線通信システム。

40 【請求項12】 前記周波数変換周波数による上側波帯と下側波帯の信号をチャンネルに応じて周波数シフトさせる手段を前記無線送信装置に設け、前記無線送信された信号の前記上側波帯と下側波帯をチャンネルに応じて一定の周波数帯域にシフトさせる手段を前記無線受信装置に設けた請求項11に記載の無線通信システム。

【請求項13】 伝送符号を変調して副変調波信号を生成する手段と、局部発振信号を発生する手段と、前記局部発振信号を通倍した信号で前記副変調波信号を周波数変換する手段と、該手段により周波数変換された信号に前記局部発振信号をバイロット信号として無線送信する

手段とを備えた無線送信装置と、前記無線送信された信号から前記パイロット信号に同調して発振するとともに遅倍して前記無線送信装置側の局部発振信号と同倍数の局部発振信号を生成する遅倍手段と、該局部発振信号で前記無線送信された信号を周波数変換する手段と、該手段により周波数変換された信号を復調する手段とを備えた無線受信装置と、から成る無線通信システム。

【請求項14】前記無線送信装置の周波数変換する手段は前記遅倍した信号を繰り返し周期とするインパルス列信号で前記副変調波信号を周波数変換するものであり、前記受信装置の周波数変換手段は、前記遅倍手段により遅倍された信号を繰り返し周期とするインパルス列信号で前記無線送信された信号を周波数変換するものである請求項13に記載の無線通信システム。

【請求項15】所定周期で繰り返すインパルス列信号を伝送符号に応じて断続または振幅変調する手段と備えた無線送信装置と、前記無線送信装置側のインパルス列信号の繰り返し周波数から所定周波数だけずれた繰り返し周波数のインパルス列信号により前記無線送信された信号を周波数変換する手段と、該手段により周波数変換された信号の前記伝送符号情報が含まれる帯域のみについて包絡線検波する手段とを備えた無線受信装置と、から成る無線通信システム。

【請求項16】搬送波が常時出力される変調方式で伝送符号を変調して副変調波信号を生成する手段と、所定周期で繰り返すインパルス列信号で前記副変調波信号を周波数変換して無線送信する手段とを備えた無線送信装置と、前記無線送信された信号を包絡線検波して前記無線送信装置側のインパルス列信号に等しい周期で繰り返すインパルス列信号を再生する手段と、当該手段により再生されたインパルス列信号により前記無線送信された信号を周波数変換する手段とを備えた無線受信装置と、から成る無線通信システム。

【請求項17】基準周波数の整数比の関係にある2つの周波数信号を発生する手段と、この2つの信号のうち低い方の周波数で伝送符号を変調して副変調信号を生成する手段と、前記2つの周波数信号のうち高い方の周波数で繰り返すインパルス列信号を生成するとともに、当該インパルス列信号により前記副変調信号を周波数変換して無線送信する手段とを備えた無線送信装置と、基準周波数の整数比の関係にある2つの周波数信号を発生する手段と、この2つの周波数信号のうち高い方の周波数で繰り返すインパルス列信号により、前記無線送信された信号を周波数変換する手段と、当該手段により周波数変換された信号から前記副変調信号の周波数成分を抽出する手段と、前記2つの周波数信号のうち周波数の低い信号と前記副変調信号の周波数成分との位相比較を

行うとともに、その差が減少する方向に前記基準周波数を制御する手段とを備えた無線受信装置と、から成る無線通信システム。

【請求項18】請求項1～17のいずれかに記載の無線送信装置。

【請求項19】請求項1～17のいずれかに記載の無線受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

10 【発明の属する技術分野】この発明は、微弱電波を用いた無線送信装置、無線受信装置および無線通信システムに関するものである。

【0002】

【従来の技術】電波法第6条に規定される「発射電波が著しく微弱な無線局」（以下、微弱電波無線装置という。）は、免許を要せずに使用できるため、たとえばキーレスエントリー装置（錠の開施錠をキーを用いないで、無線で行う装置）や様々な簡易リモートコントロールシステムに広く利用されている。

20 【0003】しかしながら、微弱電波無線装置は許容送信出力が非常に低く抑えられているため、受信回路R.F段における搬送波対ノイズ比（CN比）は低いものとなる。CN比は復調信号対ノイズ（SN比）、通信信頼性（ピットエラーレート）、通信距離等と密接な関係をもつため、微弱電波無線装置は本質的に「通信妨害を受けやすい」「通信距離が短い」という問題を有する。

【0004】一般に、無線装置は、周波数有効利用の観点から占有帯域が制限されていて、通常は單一周波数帯域が用いられる。一方、微弱電波無線装置は、占有帯域制限が設けられていない代わりに、一般的な無線装置と比較して許容出力が厳しく抑えられている。

30 【0005】このため、微弱無線装置は本質的に通信妨害を受けやすく、通信距離が短いという課題を抱えている。

【0006】微弱電波を用いた無線装置の構成は一般的な無線装置と同様であり、一般的な無線装置に適用される通信妨害対策の技術や通信距離の長距離化の技術を微弱電波無線装置にも採用することができる。例えば、通信帯域の狭帯域化やスペクトラム拡散などによってSN比の改善が試みられている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかし、通信帯域を狭帯域化すれば、ノイズが排除されてCN比は向上するが、同時にデータ伝送速度の上限も低下してしまう。

【0008】周波数軸上に信号を拡散する方法によれば、拡散利得によりCN比が向上する。拡散方式としてはDS（直接拡散）法とFH（周波数ホッピング）法がある。前者を微弱電波無線装置に適用する場合、周波数分布密度が高いため電波法施行規則第6条第2項の規定により、許容送信電力のさらなる低減を受け、拡散利得

で稼いだCN比が相殺されてしまう。後者の場合、キャリア同期引き込み時間と符号同期引き込み時間が必要となり、リアルタイム性が損なわれる。また、両方式共にPN符号処理および同期捕捉処理のための回路規模が大きくなるため、機器への組み込み性が低下する。

【0009】このような理由により、微弱電波無線装置は汎用性が乏しく、利用範囲が限定されたものとなっていた。

【0010】この発明の目的は、微弱電波無線装置の占有帯域の自由度を生かし、構成を複雑化することなく通信妨害を受けにくくし、また通信距離を長距離化できるようにした無線通信システムおよびそれに用いる装置を提供することにある。

【0011】

【課題を解決するための手段】この発明の無線通信システムは、一般無線局と比較して許容出力が厳しく抑えられている代わりに占有帯域制限が設けられていないという微弱電波無線の特質を利用して、複数の周波数帯を同時に用いて無線通信を行うことによってCN比を改善し、上述した問題を解消するものである。

【0012】まず、この発明の各無線通信システムの関連をツリー形式で図31に示す。同図において、A方式は主に耐妨害性を向上させるための方式であり、B1、B2、C1、C2の各方式はそれと共に二次的に生じるビートの問題を解消するものである。

【0013】A方式では、被変調信号または副変調信号をインパルス列信号で周波数変換し、複数の周波数信号として分散させて無線送信する。受信側では、これらを包絡線検波回路により時間的に積分を行うことによって、信号の合成を行い、SN比を相対的に向上させる。また、周波数帯域を分割使用するように変調する方法、インパルス列の時間幅を変調する方法、スペクトラムをカウントすることにより復調を行う方法などによって耐妨害性を向上させて信頼性を高める。このA方式では後述するB方式のようなビートが原理的に発生しないので、ビートを打ち消すためのフィードバック制御などが不要であり、回路構成を簡単にすることができる。

【0014】B1方式では、局部発振信号をインパルス列信号とすることにより、A方式と同様に複数の周波数に分散させる。受信機側もインパルス列信号を局部発振信号とすることによって周波数合成を行うが、送信機側と受信機側でのインパルス列信号の周期に偏差があるとビートが生じる。そこで、分散波中の任意の1波を抽出し、これを基にインパルス列信号を再生することにより、ビートの問題を解消する。

【0015】B2方式では、受信機側で局部発振信号としてのインパルス列信号により周波数合成を行った際に生じるビートがインパルス性になることに着目して、ビートインパルス間隔を計測し、これを拡げるようフィードバック制御することによって0ビート周波数合成を

行う。

【0016】B3方式では、送信機側でサブキャリアとキャリアの周波数を共通の基準周波数信号を基に生成することにより、両信号の位相を一致させる。そしてサブキャリア周波数の整数比の周波数を基本波周波数とするインパルス列信号で、伝送符号の副変調信号を周波数変換して無線送信する。受信機側では、サブキャリアの周波数成分を抽出し、このサブキャリアの周波数を基準としてPLLによりインパルス列信号の基本波周波数を制御する。

【0017】C1方式では、送信機側で1段の周波数変換を行うことにより2波分散送信を行い、受信機側では、2波のキャリア成分を抽出し、その2つのキャリア成分の中心周波数を求め、これにより局部発振信号を再生することによりビートを発生させずに周波数合成を可能とする。

【0018】C2方式では、送信機側で上記の分散信号に対して局部発振信号を合成して無線送信を行い、受信機側では、この局部発振信号をパイロット信号として抽出し、周波数合成を行うことによってビートを発生させずに周波数合成を可能とする。

【0019】

【発明の実施の形態】A方式の「帯域分割変復調方式」(図31参照)の例を第1の実施形態として図1および図2を参照して説明する。

【0020】図1の(A)は送信機、(B)は受信機の構成をブロック図として表したものである。この例では、送信機は基本波発振回路が所定の周波数信号を発振し、インパルス列生成回路がその基本波周波数の周期でインパルス列信号を生成する。このインパルス列生成回路は基本波周波数信号を波形整形する波形整形回路、波形整形された信号を微分する微分回路、および微分信号をトリガとしてブロッキング発振するブロッキング発振回路とからなる。図2の(A)はその各段階での波形図の例である。波形整形回路はコンパレータなどを用いて矩形波信号を出し、微分回路はその立ち上がりエッジを取り出す。ブロッキング発振回路はエッジの信号をトリガとして、極めてパルス幅の短いインパルス信号を発生する。従ってこのインパルス信号の発生周期は基本波発振回路の発振周波数に等しい。基本波周波数信号の周波数が1MHzであれば、インパルス列信号の周波数軸上では1MHzの間隔で等レベルの線スペクトル(周波数軸上の幅が狭い線状のスペクトル)が現れることになる。

【0021】図1の(A)に示すように、帯域通過フィルタBPF1は中心周波数300MHz、通過帯域幅9MHzの特性を有し、他方の帯域通過フィルタBPF2は中心周波数310MHz、通過帯域幅9MHzの特性を有し、スイッチ回路SWは伝送符号に応じてBPF1またはBPF2の出力を切り替えて無線送信する。ここ

で符号が0のときBPF1を選択し、符号が1のときBPF2の出力を選択するようにすれば、図2の(B)に示すように、符号が0のとき295.5MHz～304.5MHzの成分が送信され、符号が1のとき305.5MHz～314.5MHzの成分が送信されることになる。

【0022】一方、受信機側の帯域通過フィルタBPF1, BPF2は送信機側の帯域通過フィルタBPF1, BPF2と等しい中心周波数および通過帯域幅の特性を有する。2つの包絡線検波回路はBPF1, BPF2の出力をそれぞれ包絡線検波する。これらの包絡線検波回路は、入力信号を整流する回路、整流された信号をコンデンサ等を用いて所定時定数で平滑する平滑回路およびそのコンデンサの充電電荷を所定時定数で放電する回路を備えている。上記充電時定数と放電時定数によって包絡線検波の応答性が定まる。差動增幅回路は包絡線検波回路の出力を差動增幅して伝送符号の再生を行う。包絡線検波回路は基本的に比較的時定数の大きな積分回路を含み、BPF1から出力される296MHz～304MHzの帯域の信号レベルを電圧信号として取り出す。同様にBPF2の出力信号を包絡線検波することにより306MHz～314MHzの信号レベルの電圧を発生する。従って送信機から伝送符号として「1」「0」が送信されたなら、受信機側の包絡線検波回路の出力レベルは図2の(C)に示すように変化する。その結果、同図に示すような差動增幅波形が得られる。

【0023】このように、所定の帯域296MHz～314MHzの複数波を2つの帯域に分けて伝送符号のビットを伝送するようにしたので、各帯域が妨害を受ける確率が半分となる。なお、半分の帯域について検波を行うので、検波出力レベルは半減するが、最終的に差動增幅を行うことによって、帯域分割を行わない場合と同等のS/N比を得ることができる。その結果、耐妨害性能が向上する。

【0024】次に、A方式の「局部発振チャンネル制御方式」の例を第2の実施形態として図3および図4を参照して説明する。

【0025】図1に示した例では通過帯域の選択によって帯域分割を行ったが、この第2の実施形態では周波数シフトにより帯域分割を行う。図3の(A)に示す送信機において、低域通過フィルタLPFの遮断周波数は9.5MHzであり、1MHz～9MHzの9波を通過させる。局部発振回路は伝送符号に応じて局部発振周波数を切り替える。周波数変換回路はLPFを通過した9波の線スペクトルの信号を局部発振信号により周波数変換する。帯域通過フィルタBPFは中心周波数305MHz、通過帯域幅19MHzの特性を有し、この帯域を無線送信する。

【0026】図4の(A)は送信機における各部の信号のスペクトルを示している。1MHz～9MHzの9波

の線スペクトルは伝送符号が0のとき286MHz～294MHzの下側波帶および296MHz～304MHzの上側波帶に周波数変換される。同様に伝送符号が1のとき306MHz～314MHzの下側波帶および316MHz～324MHzの上側波帶に周波数変換される。そしてBPFにより伝送符号「0」の上側波帶と伝送符号「1」の下側波帶の成分が無線送信される。

【0027】一方、受信機側では図3の(B)に示すように、帯域通過フィルタBPFにより上記伝送符号「0」の上側波帶と伝送符号「1」の下側波帶の成分を通過させ、2つの周波数変換回路の一方は295MHzの局部発振信号により周波数変換し、他方の周波数変換回路は315MHzの局部発振信号により周波数変換する。従って、図4の(B)に示すように、伝送符号が「0」または「1」であれば周波数変換の結果1MHz～9MHzの9波の線スペクトルが出力される。2つの低域通過フィルタLPFの遮断周波数は9.5MHzであり、上記周波数変換された9波の線スペクトルを通過させる。そして伝送符号が「0」のとき、図3の(B)の上側の包絡線検波回路の出力レベルが高くなり、伝送符号が「1」のとき、図3の(B)の下側の包絡線検波回路の出力レベルが高くなる。これにより、差動增幅回路の出力レベルを復号された符号として出力することができる。

【0028】次に、A方式の「1:n通信方式」の例を第3の実施形態として図5および図6を参照して説明する。

【0029】図3に示した例では伝送符号に応じてある決まった2つの帯域を用いて伝送を行うようにしたが、第3の実施形態では、周波数チャンネルに応じて送信機が複数の受信機に対して選択的に伝送を行うようにしたものである。図5の(A)に示す送信機の局部発振回路は伝送符号とチャンネルに応じてその発振周波数を切り替える。帯域通過フィルタBPFはチャンネル毎に設けている。図6は各チャンネルの周波数帯域を示している。

【0030】図5の(B)に示す受信機の帯域通過フィルタBPFは、その中心周波数をチャンネル毎に予め設定している。その他の構成は図3に示したものと同様である。

【0031】このようにして送信機側でチャンネルを切り替えて送信することにより、1:nの通信が可能となる。

【0032】次に、A方式の「マルチチャンネルアクセス方式」の例を第4の実施形態として図7を参照して説明する。図5に示した例では1:nの通信を行うようにしたが、第4の実施形態では受信機側でもチャンネルの切替を可能として、複数のチャンネルを用いてマルチチャンネルアクセス(MCA)を行う。図7の(B)は送信機側と受信機側のそれぞれの局部発振周波数と各チャ

ンネルの帯域との関係を示している。なお、第2および第3の実施形態では伝送符号「0」の上側波帯と伝送符号「1」の下側波帯のみを送受信するようにしていたが、この例では伝送符号「0」、「1」のそれぞれの上下側波帯を送受信する場合について示している。図7の(A)はMCAを行うための手順である。まず子局は呼び出しチャンネルで親局からの呼び出しを待つ。親局ではチャンネル1, 2, 3をそれぞれ受信して、キャリアが存在しないチャンネルを空きチャンネルとして検出する。所定の子局との間で通信を行う場合、呼び出しチャンネルにて、その子局を識別するデータと通信に用いる空きチャンネルを指定するデータとを送信する。子局はこれを受信して自局に対する指示であるものと見なして応答データを送信する。親局がこれを確認すれば通信チャンネルが確立し、該当のチャンネルで通信を開始することになる。

【0033】なお、この例ではフィルタにより上側波帯または下側波帯のいずれかの不要側波帯を除去せずに周波数変換を行うと(先に示した実施形態の場合と同様に、符号「0」の上側波帯と符号「1」の下側波帯の中央の周波数を受信機側の局部発振周波数とすると)、送信機側と受信機側の局部発振周波数の偏差により、合成時にビートが発生してしまうので、受信機側の局部発振周波数を符号「0」の下側波帯と符号「1」の上側波帯の外側の周波数に設定する。たとえばch1(チャンネル1)であれば、受信機側の局部発振周波数は180MHzと220MHzを用いる。これによりビートを生じさせることなく周波数変換を行う。但し、符号「0」の下側波帯および符号「1」の上側波帯に隣接チャンネルを配置すると混信するので、使用波数(9波)相当の帯域幅だけ隔離してチャンネル周波数を配置する。

【0034】次に、A方式の「PWM変復調方式」の例を第5の実施形態として図8を参照して説明する。

【0035】この実施形態では基本波周波数を伝送符号で変化させることによって符号の伝送を行い、受信機でその変化を捉えることによって復号を行うようにしている。図8の(A)に示すように、送信機の基本波発振回路は伝送符号が「1」のとき1MHz、「0」のとき2MHzで発振する。この基本波発振回路は2MHzの発振回路とD型フリップフロップを用いた分周回路および論理回路により容易に構成できる。インパルス列生成回路はその基本波周波数の周期でインパルス列を発生し、帯域通過フィルタBPFは中心周波数300MHz、通過帯域幅9MHzの成分、すなわち300次高調波付近の複数周波を通過させて無線送信する。この例では、通過帯域が9MHzであるので、伝送符号が「0」のときは9波、「1」のときは4波を送信する。

【0036】図8の(B)に示すように、受信機側では帯域通過フィルタBPFにより妨害波を除去した後、包絡線検波回路で上記複数周波の合成を行う。この包絡線

検波回路の前記充電時定数および放電時定数を小さくして、符号伝送速度に比べて包絡線検波の応答性を相対的に高める。これにより、基本波周波数に等しい周期のインパルス列波形が検波される。図9の(A)はその検波出力波形の例であり、符号が「0」のとき0.5μsの時間間隔でインパルス列信号が得られ、符号が「1」のとき1μsの時間間隔でインパルス列信号が得られる。パルス間隔計測回路は包絡線検波により得られたインパルス列信号の時間間隔を計測して、符号「0」または

10 「1」の判定を行い、その出力を行う。これにより復号される。

【0037】ただし、この方法では強いノイズを受けると、その影響により符号の誤判定を行う可能性がある。このような場合には、図8の(C)に示すように時間窓開閉回路と、パルス幅およびパルスレベルに基づいて符号判定を行う判定回路を設ける。時間窓開閉回路は、包絡線検波回路により合成されたインパルス列のパルスに同期した所定の時間枠内だけ信号を通す。それを実現するために、送信機と受信機との間で通信開始前に同期の確立を行う。また、伝送符号によるパルス幅の変化は整数倍の関係であることが必要となる。このことにより、時間窓が閉じている時の妨害波を誤判定することがなくなり、信頼性が向上する。

【0038】一方、符号判定回路は、インパルス列のパルス間隔に応じて包絡線検波回路の出力レベルが異なることも符号判定に利用する。すなわち、包絡線検波回路は前述したように、所定の充電時定数と放電時定数の平滑回路の充電および平滑作用によって検波するものであるので、インパルス列のパルス間隔が短い程、包絡線検波出力レベルが高くなり、インパルス列のパルス間隔が長い程、包絡線検波出力レベルが低くなる。したがって包絡線検波回路の出力レベルは図9の(A), (B)に示すように、伝送符号が「0」のとき高くなり、「1」のとき低くなる。この関係を利用して図9の(C)に示すように、パルス間隔とパルスレベルを2次元座標上にマッピングし、その2次元座標値から符号判定を行う。このように判定条件を2重化することによって妨害波または信号の消失に対する符号判定の誤りが低減し、信頼性が向上する。

【0039】上述した例では伝送符号の1/0によってインパルス列信号の周期を2段階に変化させたが、このインパルス列信号の周期変化を3段階以上にしてもよい。この周期変化をn段とすれば、図8の(C)に示した符号判定回路の符号出力はn値となり、3値以上の多値符号の伝送が可能となる。この方式が図31に示したA方式の「多値化方式」に相当する。

【0040】次に、A方式の「スペクトラムカウント方式」の例を第6の実施形態として図10および図11を参照して説明する。

50 【0041】図10の(A)は送信機の構成を示すプロ

ック図である。基本波発振回路は伝送符号の1／0に応じて基本波周波数信号の断続を行う。インパルス列生成回路は基本波周波数の周期でインパルス列信号の生成を行う。帯域通過フィルタBPFは中心周波数300MHzで、通過帯域幅9MHzで、伝送符号が「1」のとき9波を無線送信する。これによりインパルス列信号のASK変調を行う。

【0042】図10の(B)は受信機の構成を示すブロック図である。受信機では帯域通過フィルタBPFで上記9波を選択通過させて妨害波の除去を行い、局部発振信号により周波数変換を行う。このことにより10MHz以下の中間周波信号に変換する。その際、局部発振信号の周波数を295.5MHz～304.5MHzの間で、すなわち、上記9波を包含する帯域幅を保って連続的に、または所定ステップずつ巡回掃引する。IF(中間周波)フィルタは低域通過型フィルタであり、250kHz以下の周波数帯域を通過させる。包絡線検波回路はその信号を包絡線検波する。

【0043】これにより、周波数変換の結果、局部発振周波数と上記9波の周波数との差の周波数の線スペクトルが9本生じるが、局部発振周波数を順次変化させることによって、9本の線スペクトルが周波数軸上をシフトすることになる。そして、9本の線スペクトルのうち1本が250kHz以下に入り、0Hzとなって再び250kHzより高くなる、という動作が9波について行われる。図11の(B)と(C)はその様子を示している。伝送符号が「1, 0」であるとき、包絡線検波回路の出力信号は図11の(B)の下部に示すように変化する。

【0044】結局、包絡線検波回路から、中間周波信号のレベルとIFフィルタの通過帯域および局部発振信号の周波数の掃引速度に応じたパルス波形が得られる。このパルス波形の周期は基本波周波数[MHz]÷掃引速度[MHz/s]である。なお、掃引速度は符号伝送速度以上に設定する。

【0045】CPUは局部発振回路の巡回掃引制御と包絡線検波回路の出力信号のパルス数をカウントし、両者の相関関係から符号判定を行う。すなわち、局部発振信号の周波数切り替えを一巡させる間に、9パルスをカウントできれば符号「1」と見なし、パルスが観測されなければ符号「0」と判定する。但し、実際にはノイズによるパルスが混入するおそれがあるので、パルス数による1/0判定にしきい値を設け、5パルス以上ならば符号「1」、5パルス未満であれば符号「0」という判定を行うように構成してもよい。このことによりデータ伝送の信頼性はノイズレベルの強弱ではなく、ノイズの発生頻度のみに左右されることになり、突発的に強力なノイズが放射される環境での耐ノイズ性能が向上する。

【0046】以上に示したA方式の各実施形態では、インパルス列信号自体を伝送符号で変調するようにした

が、以降に述べる各実施形態では、インパルス列信号を局部発振信号として用い、伝送符号を狭帯域変調して得た副変調波を周波数変換することによって複数周波を生成/合成する。

【0047】B1方式の「パイロットキャリア方式」の例を第7の実施形態として図12および図13を参照して説明する。図12の(A)は送信機の構成を示すブロック図である。この例では伝送符号をFSK変調して副変調波信号を生成する。インパルス列生成回路は基本波発振回路から出力される1MHzの基本波周波数の周期でインパルス列を生成し、周波数変換回路は副変調波をこのインパルス列信号で周波数変換することによって、等周波数間隔で副変調波を拡散した複数周波の信号を生成する。合成回路は緩衝増幅回路を介してインパルス列信号を上記周波数変換された信号に重畠して無線送信する。緩衝増幅回路は周波数変換された信号が合成回路からインパルス列信号生成回路へ戻らないようにするために用いる。

【0048】図13は送信機側と受信機側における信号のスペクトラムを示している。ここでfは基本波周波数信号の周波数1MHzである。

【0049】受信機側では、上記複数周波の信号をアンテナで受信し、送信機側と等しいインパルス列信号を局部発振信号として周波数変換することにより副変調波を周波数合成する。ここでn波を合成すると、信号レベルはn倍に向上し、ノイズレベルは上記複数周波とは非相関性であるため \sqrt{n} 倍に向上するので、CN比は \sqrt{n} 倍向上する。

【0050】しかし、送信機側と受信機側とで局部発振信号の周波数が完全に一致していないと、そのずれが原因で復調波形にビート(うなり)が発生し、正常に復号が行えない。そこで、図12の(B)に示すように、受信機側の局部発振信号を送信機から送信された複数周波の信号から抽出生成することによって上記周波数のずれが生じないようにする。図12の(B)において搬送波同調回路は送信信号に重畠されている複数のサブキャリアの中の1波を捕捉し、同調発振する。図13に示すように、この例では4fに同調して発振する。分周回路はこの発振信号を基本波の次数で分周(この例では1/4分周)することによって基本波周波数fに等しい方形波信号を再生する。これをフィルタなどによる波形整形回路で正弦波信号にしてインパルス列生成回路へ与える。これによりfの周波数の周期でインパルス列信号が生成される。周波数変換回路は受信信号をこのインパルス列信号で周波数変換することにより、複数波の合成を行う。IFフィルタはその信号成分を選択通過させることにより妨害波の除去を行い、FSK復調回路は送信機側のFSK変調に合わせた方式で復調を行うことにより復号する。

【0051】なお、搬送波同調回路の同調発振周波数を

固定にすると、当該周波数が妨害を受けた際に搬送波再生が不能となるため、C P Uなどの制御手段を用いて、任意の周波数に同調可能なように構成する。同時に同調周波数の次数に合わせて分周器の分周数も変更可能なように構成する。このC P Uは復調出力を監視し、通信品質が低下したものと判断した時に同調周波数および分周数の変更を行う。

【0052】なお、伝送符号の変復調はF S Kに限らずA S KやP S Kであってもよい。このような構成とすることによって、ビートを生じさせることなく周波数合成を行うことができる。

【0053】次に、B 2方式の「パルス幅0ビート制御方式」の例を第8の実施形態として図14を参照して説明する。(A)に示す送信機において、基本波発振回路は基本波周波数 f_1 の信号を発生し、インパルス列生成回路はこの f_1 の周期でインパルス列信号を生成する。狭帯域変調回路はA S K, F S K, P S Kなどの所定の変調方式で伝送符号を変調し、副変調波信号を生成する。周波数変換回路はこの副変調波信号をインパルス列信号で周波数変換し無線送信する。(B)に示す受信機では、電圧制御発振回路が周波数 f_2 の基本波周波数信号を発振し、インパルス列生成回路はその周期で繰り返しインパルス信号を生成する。周波数変換回路はアンテナからの受信信号をインパルス列信号で中間周波信号に周波数変換し、上記複数周波の合成を行う。I F フィルタは伝送符号の成分が含まれている帯域のみを通過させることによって妨害波の除去を行う。狭帯域復調回路は送信機側の変調方式に対応する方式で復調し符号を出力する。

【0054】上記送信機側の基本波周波数 f_1 と受信機側の基本波周波数 f_2 とが等しくないとき周波数変換回路による複数周波の合成時に、 f_1 と f_2 の周波数差に応じたビートが生じる。そこで、図に示すビート周期電圧変換回路を設ける。包絡線検波回路は中間周波信号を包絡線検波し、これを波形整形することによって、ビート成分の周波数を有する矩形波信号を生成する。なお、上記ビート成分は狭帯域復調された信号にも含まれているので、狭帯域復調された後の信号を包絡線検波するように構成してもよい。X O R回路は波形整形された信号と、その信号が遅延回路により一定時間遅延された信号との排他的論理和の信号を生成する。これによりビートの周期に相当する矩形波信号の立ち上がり部と立ち下がり部でレベルの変化する矩形波信号を得る。図14の(C)はその部分の波形図である。ループフィルタはフィードバック制御の応答性を適正にするための所定の時定数でX O R回路出力信号を平滑化し、電圧制御発振回路に対する制御電圧として出力する。

【0055】上記ビートの周波数が高くなる程、X O R回路より出力されるパルスの周期が短くなるので、このパルス周期に応じて電圧制御発振回路の発振周波数を制

御すればビートをキャンセルすることができる。但し、上記ビート周期電圧変換回路だけでは、 f_1 と f_2 の周波数差の絶対値しか判別できないので、次の方法により制御する。

【0056】図15の(B)はC P Uの処理手順を示すフローチャートである。ここでは、受信機側の基本波周波数 f_2 と送信機側の基本波周波数 f_1 との誤差が大きい程、ビート周期電圧変換回路の出力電圧が上昇する関係にあり、また電圧制御発振回路に対する制御電圧を上昇させる程、発振周波数が上昇する関係にあるものと説明する。まず、電圧制御発振回路(以下V C Oといふ)に対する制御電圧を現在の電圧より所定の電圧分(ΔV)だけ低下させる。その結果、ビート周期電圧変換回路の出力電圧が低下したなら、すなわち受信機側の基本波周波数が送信機側の基本波周波数より高い状態にある時、V C Oに対する制御電圧を現在の電圧より ΔV 更に低下させる。これを繰り返すことにより、受信機側の基本波周波数 f_2 を低下させて送信機側の基本波周波数 f_1 に近づける。もしV C Oに対する制御電圧を ΔV だけ低下させた時に、ビート周期電圧変換回路の出力電圧が上昇したなら、すなわち受信機側の基本波周波数 f_2 が送信機側の基本波周波数 f_1 より低い状態にある時、V C Oに対する制御電圧を現在の電圧より ΔV だけ上昇させる。これを繰り返すことにより、 f_2 を上昇させて f_1 に近づける。図15の(B)と(C)はその様子を示している。

【0057】なお、図15の(C)に曲線で示すように、ビート周波数が0付近でV C Oの制御電圧に対する発振周波数の変化が小さくなるように上記 ΔV を調整する。このことによってフィードバックのかかり過ぎによるハンチングを防止する。

【0058】また、上記の方法以外に、部品の精度も考慮して f_2 を予め f_1 より高い周波数に設定しておいて、 f_2 を低くしていくことによってビート周波数を略0にし、その後はその f_2 を維持するようにしてもよい。逆に、 f_2 を予め f_1 より低い周波数に設定しておいて、 f_2 を高くしていくことによってビート周波数を略0にし、その後その f_2 を維持するようにしてもよい。

【0059】次に、C 1方式の「乗算分周・分周乗算方式」の例を第9の実施形態として図16を参照して説明する。(A)は送信機の構成を示すブロック図であり、狭帯域変調回路はF S KやP S Kなどのように、搬送波が常時送出される形式で変調して副変調波を得る。局部発振回路は單一周波数 f_0 の局部発振信号を出し、周波数変換回路は副変調波を局部発振信号で周波数変換する。このことにより f_0 を中心として上側波帶 f_a と下側波帶 f_b の2波に拡散する。

【0060】図16の(B)は受信機の構成を示すブロック図であり、2つの同調発振回路はそれぞれ周波数 f

a, f b をフィルタにより抽出すると共にそれらの周波数で発振する。乗算回路は f a と f b の信号を乗じるミキサ回路であり、 f a + f b の周波数信号を出力する。分周回路はこれを 1/2 分周して、基本周波数が (f a + f b) / 2 の方形波信号を得る。波形整形回路はこれを波形整形して、同一周波数の正弦波信号を生成し、周波数変換回路はアンテナからの受信信号に対してその波形整形された信号を局部発振信号として周波数変換する。I F フィルタは周波数変換により合成された副変調波のみを通過させることによって妨害波を除去する。狭帯域復調回路は送信機側の狭帯域変調に対応した方法で復調し符号を復調する。

【0061】なお、図16の(B)に示した例では、2波 f a, f b を乗算してから分周させたが、図16の(C)に示すようにまず分周し、その信号を乗算させるようにしてもよい。

【0062】このように、狭帯域変調された副変調波の周波数変換による上下の側波帯の中点を受信機側の局部発振周波数として周波数合成を行うことにより、送信機側の発振周波数に等しい信号で周波数変換を行うでき、ビートを生じさせることなく復調が行えるようになる。

【0063】次に、C1方式の「マルチチャンネルアクセス方式」の例を第10の実施形態として図17を基に説明する。図17の(A)に示す送信機では、第1の周波数変換回路により f a, f b の2波に拡散された信号を第2周波数変換回路により更に周波数変換を行うことによって周波数をシフトさせる。第2局部発振回路はチャンネルの選択に応じた周波数で発振する。これにより、チャンネルに応じた周波数で f a, f b の2波を無線送信する。図18はその各チャンネルに応じた周波数シフトの例を示している。

【0064】図17の(B)に示す受信機では、第2周波数変換回路がチャンネルの選択に応じてアンテナからの受信信号を周波数変換し、選択されたチャンネルの2波の信号 f a, f b を含む信号を一定の周波数帯域に変換する。以降の処理は図16に示したものと同様である。このようにして複数のチャンネルを用いて1対nの通信が可能となる。更には複数のチャンネルを用いてマルチチャンネルアクセスも可能となる。

【0065】次に、C2方式の「パイロット局部発振方式」の例を第11の実施形態として図19および図20を参照して説明する。

【0066】この例は、送信時に用いる局部発振周波数信号を副変調波と周波数的に離して送出することによって、受信機側での局部発振周波数信号の抽出・再生を容易にするものである。

【0067】(A)に示す送信機では、伝送符号をFSK変調し、副変調波とする。ここではFSKとしたが、その他にASKやPSKでも可能である。局部発振回路は150MHz (f L) で発振し、2倍回路はこれを

300MHzの信号に変換し、周波数変換回路は副変調波を300MHzの信号をミキシングして周波数変換する。合成回路は緩衝増幅回路を介して150MHzの信号 f Lをパイロット信号として重複し、無線送信する。

【0068】(B)に示す受信機では帯域通過フィルタBPFにより150MHzのパイロット信号を抽出し、同調発振回路はその周波数で同調発振する。2倍回路はこれを2倍して300MHzの信号を生成する。周波数変換回路は受信信号に300MHzの信号をミキシングして周波数変換する。I F フィルタは副変調波の成分を通過させる。狭帯域復調回路はこれを復調して符号を出力する。

【0069】このように送信時に用いる局部発振周波数を副変調波と周波数的に離して送出することによって、パイロット信号の抽出が容易になり、受信機側で局部発振周波数信号の再生を容易に行えるようになる。

【0070】次に、C2方式の「N波対応方式」の例を第12の実施形態として図21および図22を参照して説明する。

【0071】この例は、送受それぞれの 기본局部発振信号を倍倍した後、更にインパルス列を生成して(2^n)次高調波で周波数変換を行うことによって複数波の生成と合成を行うようにしたものである。図19と対比すれば明らかのように、この例では送信機と受信機において、2倍回路と周波数変換回路との間にインパルス列生成回路をそれぞれ設けている。

【0072】図22は送信機側と受信機側における信号のスペクトラムであり、図20と対比すれば明らかのように、副変調波が複数の周波に拡散されて送信され、受信機側ではそれらが合成されて副変調波が再生される。

【0073】次に、A方式の「高速ビート方式」の例を第13の実施形態として図23および図24を参照して説明する。

【0074】図23の(A)に示す送信機では、基本波発振回路が伝送符号に応じて1MHzの発振を断続し、インパルス列生成回路はこれを基にインパルス列信号を生成し、帯域通過フィルタBPFは300MHzを中心として9MHzの帯域幅で9波を無線送信する。図24の(A)は伝送符号に応じた送信信号の周波数スペクトラムを示している。図23の(B)に示す受信機では、帯域通過フィルタBPFが上記帯域の信号成分を通過させ、基本波発振回路は送信機側の基本波周波数1MHzに対し100Hzだけ高い周波数で発振し、その周期のインパルス列信号をインパルス列生成回路が生成する。帯域通過フィルタBPFは上記帯域の信号成分を通過させ、周波数変換回路はその信号をインパルス列信号で周波数変換する。このことにより300MHz帯の9波が29.6kHz～30.4kHzに100Hz間隔に再配置される。これを中心周波数30kHz、帯域幅900HzのI F フィルタを通して不要波を除去する。包絡線

検波回路はこれを包絡線検波する。このことによって、それぞれの複数周波成分が整流され、平滑により合成されるので、復調信号のS/N比が向上する。なお、各周波数成分の位相条件は等しいので、合成波形にビートが生じることはない。因みに、包絡線検波を行わずに通常の復調回路でこれらの周波数群を検波すると、周波数ずれの100Hzに等しい周期でビートが発生する。

【0075】一般に、送受信の基本波周波数のずれを Δ とし、n次高調波を用いたとすると、受信機の周波数変換後の再配置周波数は $n\Delta$ となる。上記の例は $\Delta = 100\text{Hz}$ 、 $n = 300$ であったが、例えば、 $\Delta = 10\text{kHz}$ 、 $n = 300$ とすれば、上記300MHz帯の9波は2.96MHz～3.04MHzに10kHzの間隔で再配置される。従って、これを中心周波数3MHz、帯域幅90kHzのIFフィルタを通して信号成分を抽出すればよい。

【0076】なお、伝送符号の伝送速度を B [bit/s] とすると、 $(n\Delta) >> B$ とすることによって、包絡線検波の出力信号を正常な符号として復調できる。

【0077】次に、B1方式の「簡易フーリエ局部発振再生方式」の例を第14の実施形態として図25および図26を参照して説明する。

【0078】図25の(A)に示す送信機では、FSK変調回路が伝送符号をFSK変調し、基本波発振回路が1MHzの基本波を発生し、インパルス列生成回路がその周期でインパルスを発生させ、周波数変換回路はFSK変調された副変調波をインルス列信号で周波数変換することによって、図26に示すように複数波を無線送信する。

【0079】図25の(B)に示す受信機では、上記複数周波の信号について包絡線検波回路により包絡線検波を行う。これにより各周波数成分の信号が整流され平滑されて、波形合成される。この平滑回路の時定数を適切に設定することによって、送信機側の基本波周波数に等しい周期のパルスが検波される。このパルスを波形整形回路により波形整形し、インパルス列生成回路を通すことによって、図26に示すように送信機側と等しい局部発振周波数の信号が再生される。受信機側の周波数変換回路は受信信号をこのインパルス列信号で周波数変換することにより複数波の合成を行い、IFフィルタがその周波数成分のみを通過させ、FSK復調回路が符号の復調を行う。次に、B3方式の「サブキャリアPLL方式」の例を第15の実施形態として図27～図29を参照して説明する。

【0080】図27に示す送信機では、基準発振回路が基準周波数信号を発生し、4分周回路が基準周波数信号を1/4の周波数に分周する。AM変調回路はこの基準周波数信号の4分周された信号で伝送符号をAM変調して副変調信号を生成する。インパルス列信号生成回路は基準周波数信号の周期でインパルスを発生させ、帯域通

過フィルタBPFは所定周波数帯のインパルス列信号を通過させる。平衡変調回路は上記副変調信号を上記所定周波数帯のインパルス列信号で周波数変換し、無線送信する。図29の(A)はその様子を示している。このようにして、周波数間隔 $\omega_c/2$ で $(2i+1)$ 本のスペクトラム配置となる複数変調信号が得られる。ここでサブキャリアとインパルス列信号は共通の基準周波数信号を基に生成しているので同位相の信号となる。

【0081】図28に示す受信機では、VCO発振回路が基準周波数信号を発生し、インパルス列信号生成回路はその基準周波数信号の周期でインパルスを発生させ、帯域通過フィルタBPFは所定周波数帯のインパルス列信号を通過させる。平衡積算器は所謂ダブルバランスミキサであり、受信信号を上記所定周波数帯のインパルス列信号で周波数変換する。IFフィルタは副変調周波数の成分 $\omega_c/4$ を中心周波数として通過させる。VCO発振回路の発振周波数が送信機側の基準周波数からずれている場合には、IFフィルタの出力信号には、その周波数ずれに起因するビートが含まれる。一方、4分周回路は基準周波数信号を1/4の周波数に分周する。位相比較回路はこの4分周された信号とIFフィルタの出力信号との位相差を求め、その差に応じた（位相差が大きくなる程レベルの大きくなる）信号を出力する。低域通過フィルタLPFはその低域成分を抽出してVCO発振回路の制御信号とする。このVCO発信回路、4分周回路、位相比較回路、およびLPFによってPLL回路を構成している。これにより、VCO発信回路の発振周波数は送信機側の基準周波数に追従することになる。そしてAM復調回路はビートを含まない副変調信号を検波することによって、これを符号として出力する。図29の(B)はその様子を示している。このようにして、用いた線スペクトルの数 $(2i+1)$ と同数だけ復調信号の振幅が増加するので、耐ノイズ性が向上し、長距離伝送が可能となる。

【0082】なお、上記の例では送信機および受信機において、基準周波数信号を4分周してサブキャリアの周波数信号を発生させて、キャリアの周波数（インパルス列信号の基本波周波数）とサブキャリアの周波数を1対4の整数倍の関係としたが、基準周波数信号をサブキャリアの周波数とし、それを4倍した信号を基本波としてインパルス列信号を生成するようにしてもよい。また、この倍数関係は1対4に限らず、整数比の関係にあればよい。このようにしてビートを生じさせることなく周波数合成を行う。

【0083】最後に、第16の実施形態に係る無線通信システムの構成を図30を参照して説明する。第1～第3の実施形態では、周波数帯域を複数に分割して符号の伝送を行う例を示したが、この第15の実施形態でも、どの帯域に信号成分が存在するかによって符号を伝送する。但し、伝送符号の変調毎に帯域を遷移させる。図3

0に示す例では、A, B, C, Dで示す4つの周波数帯域を使用して、伝送符号が「0」なら、時計回りに1つ隣の帯域に遷移し、伝送符号が「1」なら2つ隣の帯域に遷移し、伝送符号が「2」なら3つ隣の帯域に遷移する。

【0084】送信機側で、たとえば遷移元の帯域がAであるとすると、伝送符号が「0」なら帯域をBに遷移させ、すなわち帯域Bに信号が現れるようにし、伝送符号が「1」なら帯域にCに遷移させ、同様に伝送符号が「2」なら帯域Dに遷移させる。このように伝送符号に応じて送信帯域を遷移させる。受信機側ではたとえば帯域Aを受信した後、次に帯域Bに信号が存在すれば符号「0」、帯域Cに信号が存在すれば符号「1」、帯域Dに信号が存在すれば符号「2」として復号する。このように或る帯域の信号を受信した後、次にどの帯域に信号が存在するか、その帯域の遷移によって符号を決定する。

【0085】なお、図30においては4つの帯域をリング状に配置しているが、周波数軸上では、これらの4つの帯域は直線的に配置される。

【0086】このように帯域をn個に分けた場合、変調毎に帯域を遷移させることにより、ノイズ妨害を受けない状態では1変調あたり($n-1$)値の符号が伝送でき、符号の多値化による時間あたりの伝送量の向上が図れる。また、或る特定の帯域が定的に妨害を受けている場合は、多値数を減らすことにより、妨害を受けている帯域を避けて伝送を行うことができる。これにより耐妨害性能を向上させることができる。

【0087】

【発明の効果】請求項1に係る無線通信システムによれば、周波数帯域の分割を行って符号伝送を行うため、妨害波の影響を受ける確率が低下し、耐妨害性能が向上する。

【0088】請求項2に係る無線通信システムによれば、上記効果に加えて、低周波処理が行えるので、受信感度の向上および受信回路の安定性向上が図れる。また、所定帯域の包絡線検波出力に基づいて符号の再生を行うようにしたので、すなわち複数波の周波数間隔と位相に情報を持たせるので、送信機と受信機側で周波数変換のための局部発振周波数に多少の誤差があっても、正常の通信が可能となる。

【0089】請求項3に係る無線通信システムによれば、微弱電波を用いた場合でも1対n通信が容易に実現できる。

【0090】請求項4に係る無線通信システムによれば、符号の多値化による時間あたりの伝送量が向上する。

【0091】請求項5に係る無線通信システムによれば、MCA方式で、影響の小さな帯域を選択することによって、通信の信頼性を向上させることができる。また、

親局と子局とのグループで固有のコードを持たせることによって、同一エリア内に複数のグループを配置することも可能となる。

【0092】請求項6に係る無線通信システムによれば、復調時に、所定の時間間隔のパルス信号の有無によって復調を行うので、時間窓を設けてパルス幅判定を行うことによって、ノイズの影響を受けにくくすることができる。

【0093】請求項7に係る無線通信システムによれば、1変調あたりの情報量が増すため、伝送速度を向上させることができる。

【0094】請求項8に係る無線通信システムによれば、単発性の強力な妨害波が飛来しても、その影響は、受信機側において所定帯域内のパルス状スペクトルの数をカウントすることによって、その数量によって符号の復調を行うので、パルス状スペクトルの最大数をnとすればその影響は1/nとなり、S/N比の劣化が最小限に抑えられる。

【0095】請求項9に係る無線通信システムによれば、送信機側で重畠されたインパルス列信号のうち、最も状態のよい1波を抽出してそのスペクトラムの次数で分周して送信機側と等しい基本波周波数の信号を得るようとしたので、ビートの発生しない周波数合成が行われ、C/N比が向上する。

【0096】請求項10に係る無線通信システムによれば、送信機側と受信機側とでインパルス列信号の周期に誤差があっても、受信機側でその誤差に起因するビートが生じないように受信機側のインパルス列信号の周期が制御されるため、ビートによる影響を受けずに複数波の合成が可能となる。

【0097】請求項11に係る無線通信システムによれば、受信機側で送信機側の局部発振信号の周波数を再生できるので、送信機側で周波数変動が生じてもその影響を受けずに通信が行えるようになる。

【0098】請求項12に係る無線通信システムによれば、チャンネルに応じた通信が可能となり、マルチチャンネルアクセス化も可能となる。

【0099】請求項13に係る無線通信システムによれば、局部発振信号と副変調波とを周波数的に分離して合成し、受信機側で局部発振信号を抽出・再生するようにしたため、ビートが発生せず、また回路構成が簡単となり設計および調整が容易となる。

【0100】請求項14に係る無線通信システムによれば、上記効果に加えて複数周波の分散/合成をビートを発生させることなく行えるので、耐妨害性能も向上する。

【0101】請求項15に係る無線通信システムによれば、送信機側と受信機側とで基本波周波数のずれにより、周波数変換後の中間周波の段階で、その周波数のずれに等しい周波数間隔に複数波が再配置されるため、狭

帯域フィルタによる不要波の妨害が容易となる。また、その複数波を包絡線検波することによって復号するので、耐妨害性も向上する。

【0102】請求項16に係る無線通信システムによれば、受信機側で送信機側の基本波周波数に等しい周期のインパルス列信号を再生することにより、周波数変換時にビートが発生せずに複数波の合成が可能となり、耐妨害性に強い複数周波の合成が可能となる。

【0103】請求項17に係る無線通信システムによれば、送信機側でサブキャリアとキャリアの周波数を共通の基準周波数信号を基に生成することにより、両信号の位相が一致し、受信機側で抽出したサブキャリアの周波数を基準としてPLLによりインパルス列信号の基本波周波数を制御するため、ビートが発生せずに複数波の合成が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】第1の実施形態に係る無線通信システムの構成を示すブロック図

【図2】同システムにおける各部の波形図

【図3】第2の実施形態に係る無線通信システムの構成を示すブロック図

【図4】同システムにおける周波数変換の例を示す図

【図5】第3の実施形態に係る無線通信システムの構成を示すブロック図

【図6】チャンネルと周波数帯との関係を示す図

【図7】第4の実施形態に係る無線通信システムの構成を示す図

【図8】第5の実施形態に係る無線通信システムの構成を示すブロック図

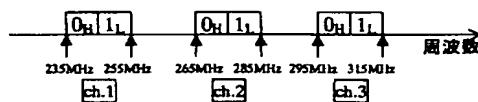
【図9】同システムにおける波形図および符号判定条件を示す図

【図10】第6の実施形態に係る無線通信システムの構成を示すブロック図

【図11】同システムにおける周波数スペクトラムおよび時間波形の例を示す図

【図12】第7の実施形態に係る無線通信システムの構成を示すブロック図

【図6】



【図13】同システムにおける送信機側と受信機側のスペクトラムの例を示す図

【図14】第8の実施形態に係る無線通信システムの構成を示すブロック図および波形図

【図15】電圧制御発振回路の制御手順を示す図

【図16】第9の実施形態に係る無線通信システムの構成を示すブロック図

【図17】第10の実施形態に係る無線通信システムの構成を示すブロック図

10 【図18】同システムにおけるチャンネル毎の周波数変換の例を示す図

【図19】第11の実施形態に係る無線通信システムの構成を示すブロック図

【図20】同システムにおける送信機側と受信機側のスペクトラムの例を示す図

【図21】第12の実施形態に係る無線通信システムの構成を示すブロック図

【図22】同システムにおける送信機側と受信機側のスペクトラムの例を示す図

20 【図23】第13の実施形態に係る無線通信システムの構成を示すブロック図

【図24】同システムにおける送信機側と受信機側における周波数スペクトラムの例を示す図

【図25】第14の実施形態に係る無線通信システムの構成を示すブロック図

【図26】同システムにおける送信機側と受信機側における周波数スペクトラムの例を示す図

【図27】第15の実施形態に係る無線通信システムの無線送信機の構成を示すブロック図

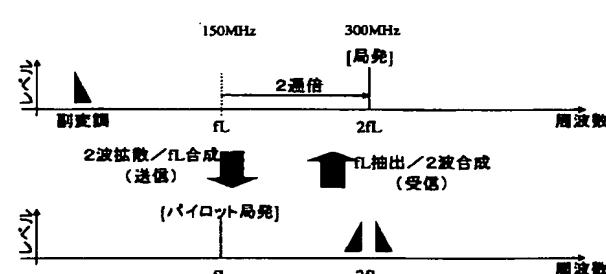
30 【図28】第15の実施形態に係る無線通信システムの無線受信機の構成を示すブロック図

【図29】同システムにおける送信機側と受信機側における周波数スペクトラムの例を示す図

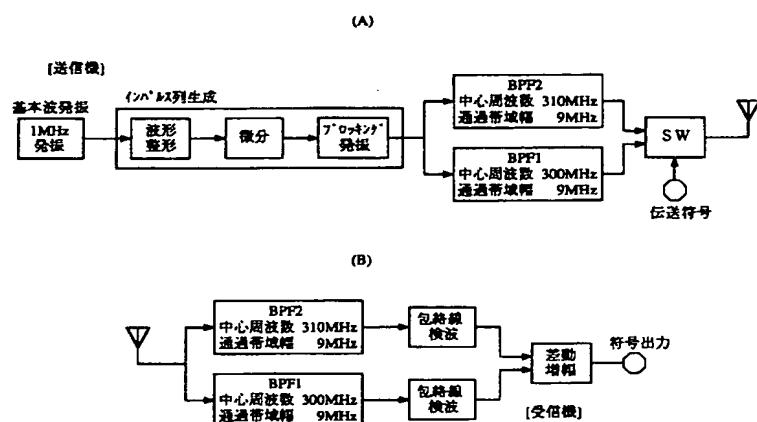
【図30】第16の実施形態に係る変調毎の帯域の遷移の例を示す図

【図31】この発明の各無線通信システムの関連をツリーフォームで表した図

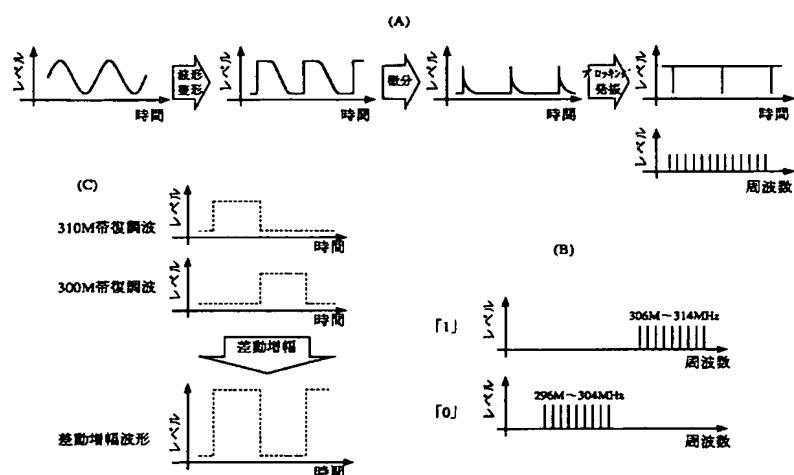
【図20】



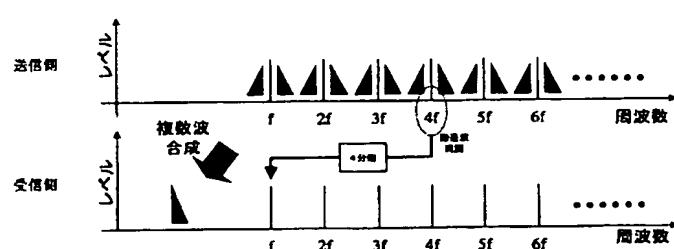
【図1】



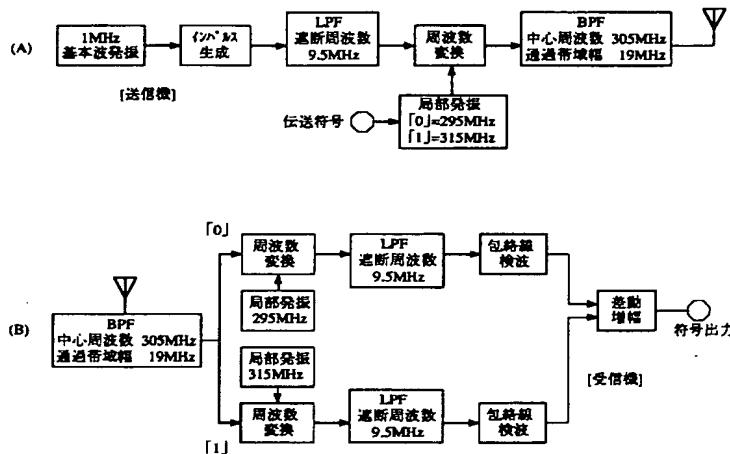
【図2】



【図1-3】

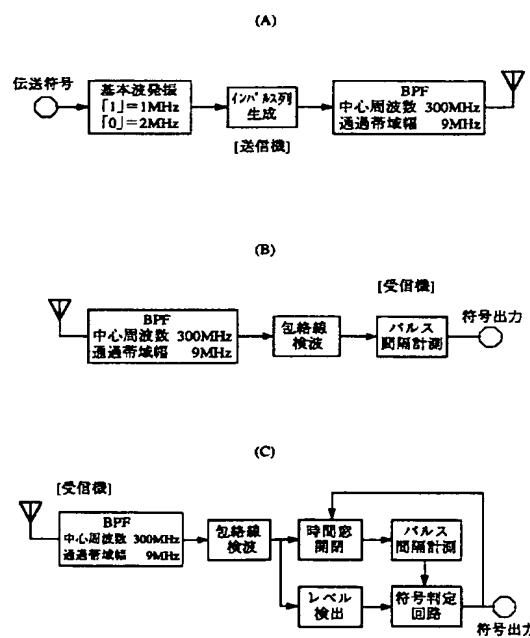
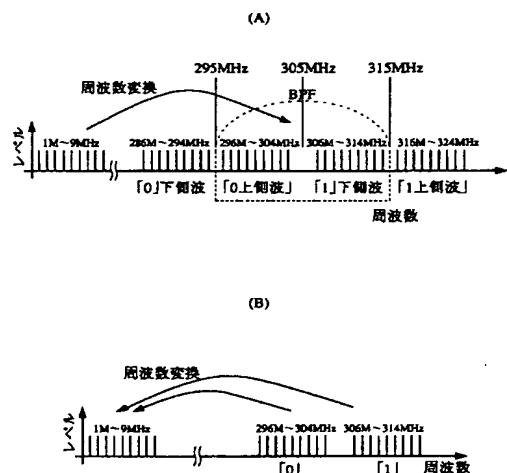


【図3】

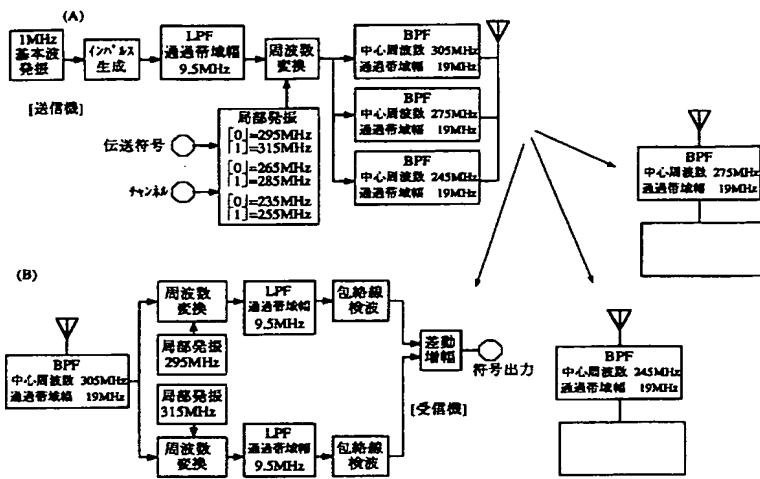


【図4】

【図8】

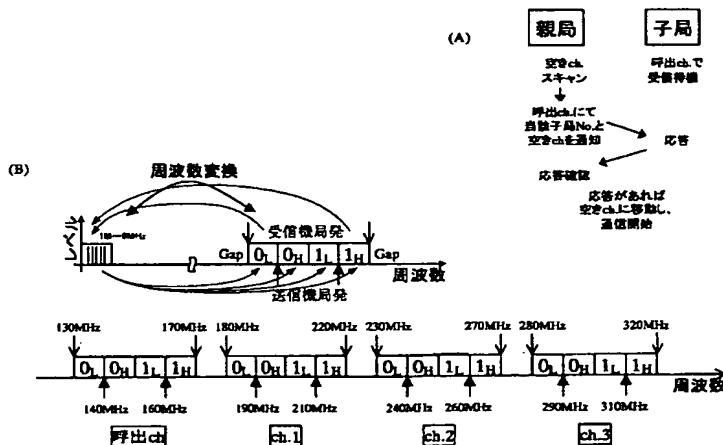


【図5】

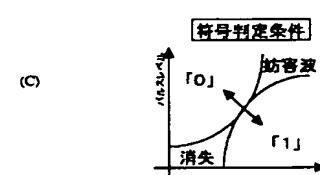
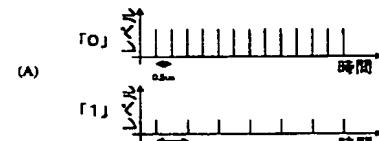
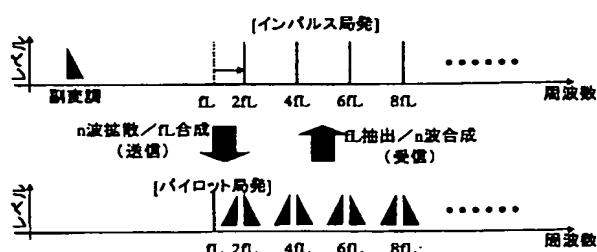


【図7】

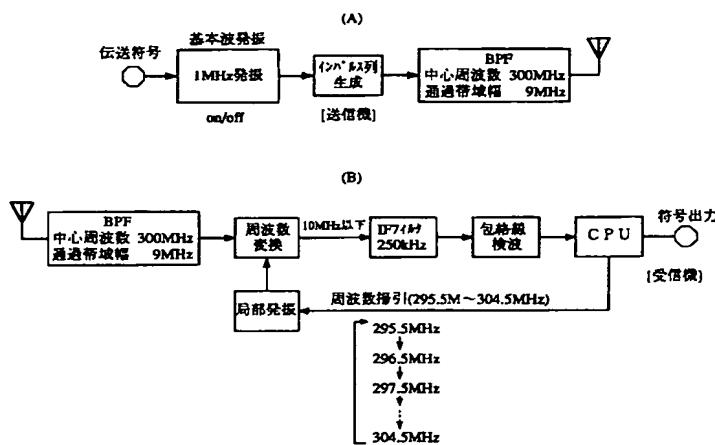
【図9】



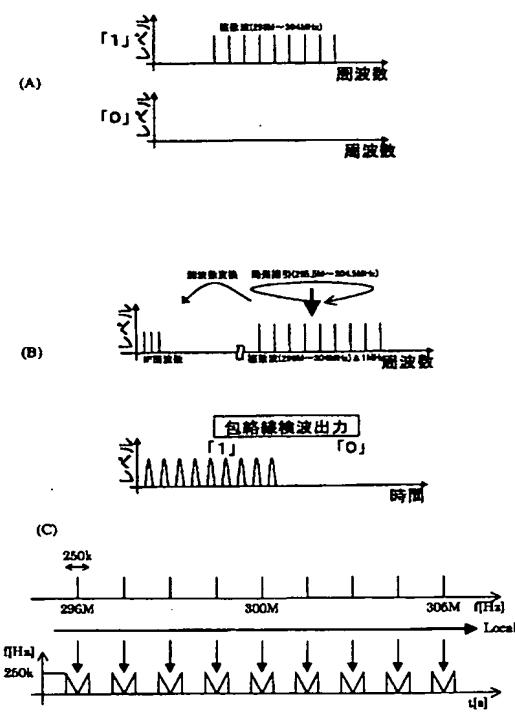
【図22】



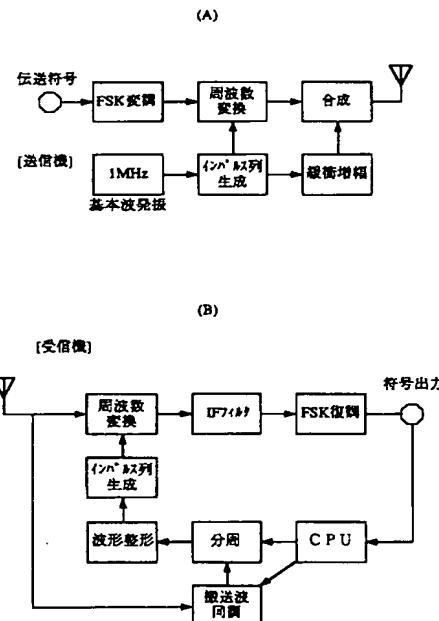
【図10】



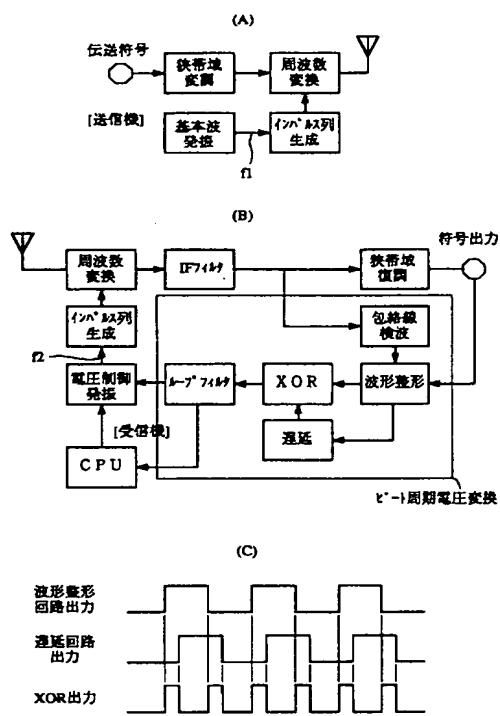
【図11】



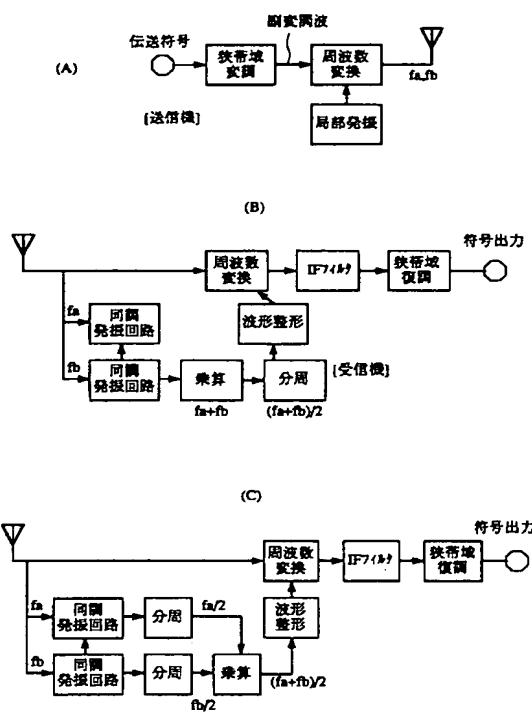
【図12】



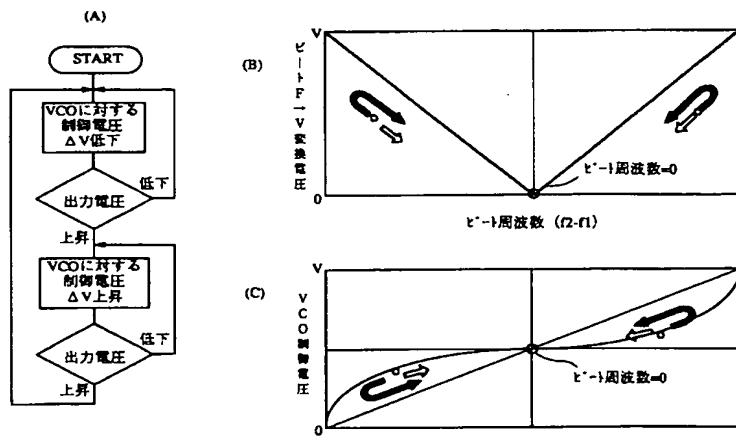
【図14】



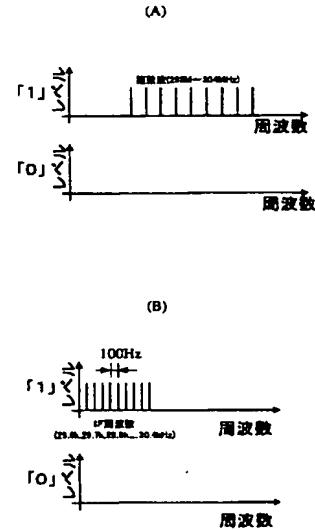
【図16】



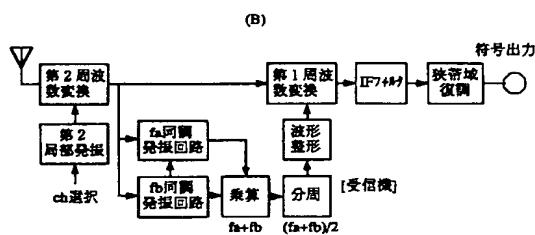
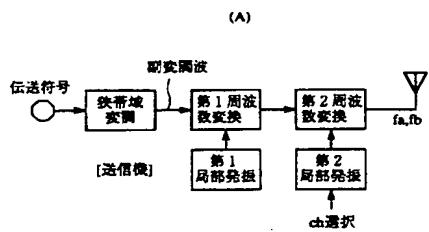
【図15】



【図24】

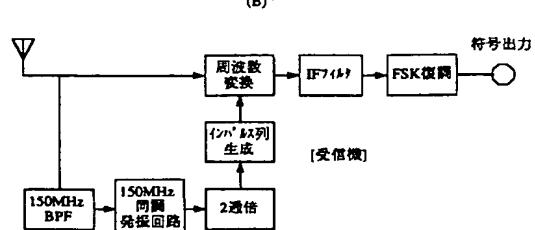
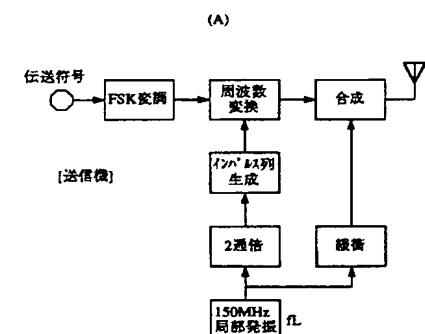
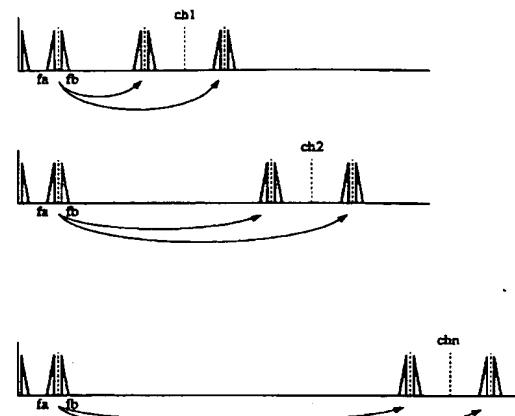
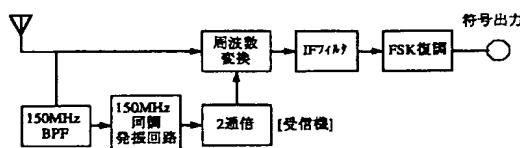
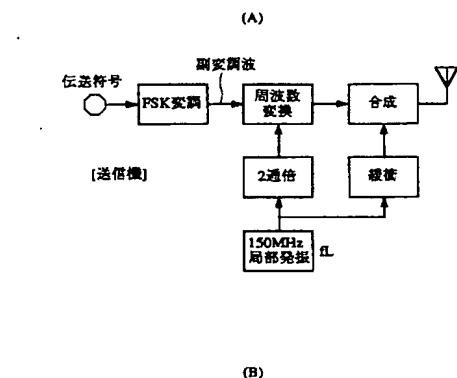


【図17】

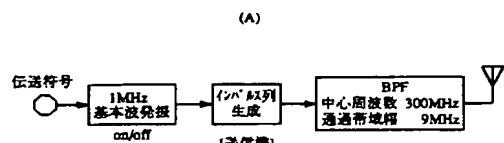


【図19】

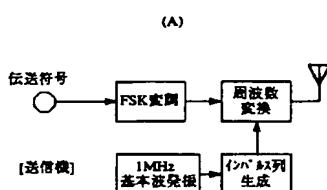
【図21】



[図23]

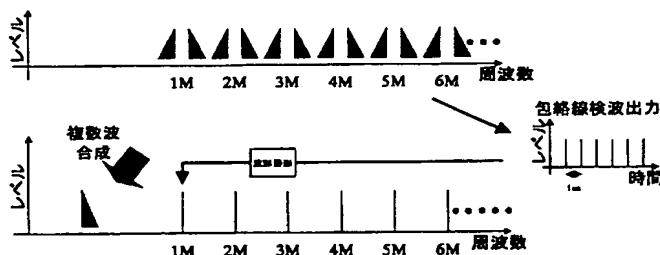


【図25】



(B)

〔図26〕

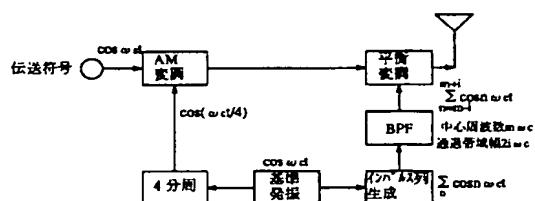


〔図27〕

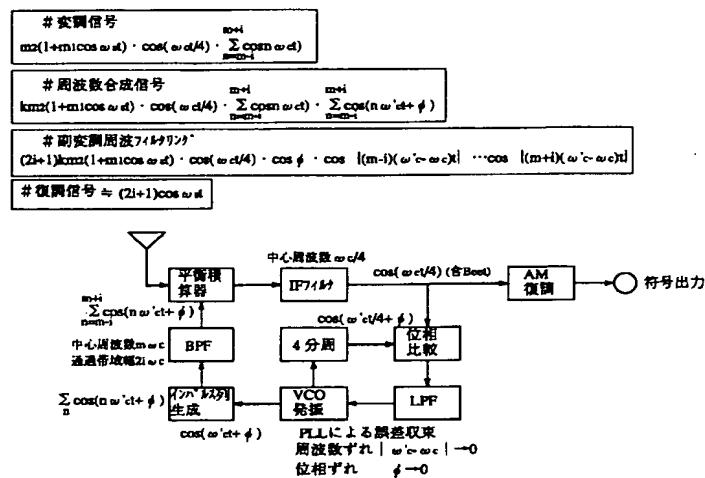
AM副边调制信号

$$m_2(1+m_1\cos\omega_0 t) \cdot \cos(\omega_0 t/4) \cdot \sum_{n=1}^{m+1} \cos n\omega_0 t$$

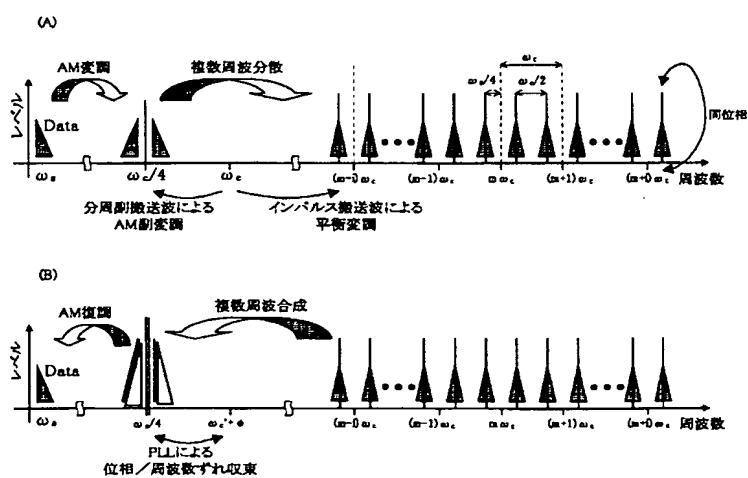
サブ・キャリアとキャリアの位相が等しい



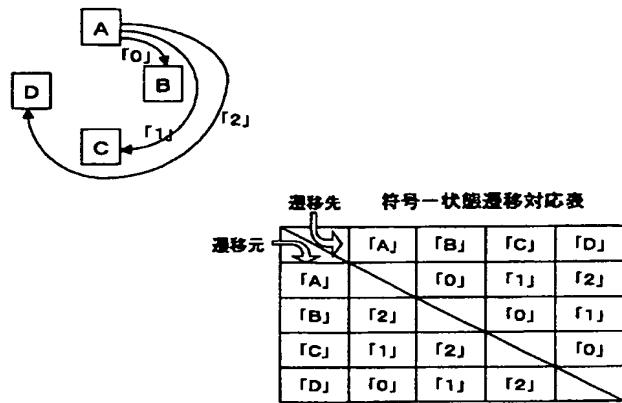
【图28】



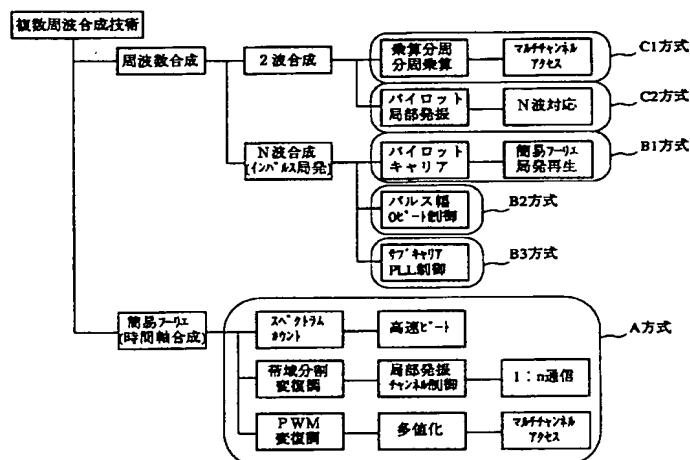
(图29)



【図30】



【図31】



フロントページの続き

(72)発明者 尾田 幹男

京都府京都市右京区花園土堂町10番地 才
ムロン株式会社内

Fターム(参考) 5K022 AA12 AA22

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.